

УДК 623.62

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЗАИМНОГО ВРЕМЕННОГО ЗАПАЗДЫВАНИЯ СИГНАЛОВ РЛС С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО- МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ НА ПУНКТАХ ПРИЕМА РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ

И. В. Купряшкин, А. В. Евлаков

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина», 394052, Воронеж, ул. Маршала Неделина, 133

Статья поступила в редакцию 26 января 2019 г., после доработки – 25 марта 2019 г.

Аннотация. В работе предложен способ определения взаимного временного запаздывания сигналов РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением в разностно-дальномерной системе, основанный на передаче с пунктов приема на пункт обработки принимаемых сигналов, преобразованных в цифровую форму с малым количеством уровней квантования. Особенностью способа является предварительная фильтрация принятого сигнала в полосе, ширина которой составляет не более 10% от полной ширины спектра сигнала, что обеспечивает его преобразование из непрерывного в импульсный, а также на порядок и более снижает требования к пропускной способности каналов передачи данных с пунктов приема на пункт обработки. Другая особенность состоит в использовании свойств сигналов с линейной частотной модуляцией при оценке их взаимного временного сдвига и заключается в замене процедуры вычисления их взаимно-корреляционной функции на существенно более производительное сочетание процедуры их перемножения с последующим вычислением быстрого преобразования Фурье. Показано, что даже при отношении сигнал/шум менее минус десяти децибел, двух уровнях квантования и передаче лишь части полосы частот сигнала (менее трех процентов), среднеквадратическая погрешность местоопределения носителя РЛС составляет не более нескольких десятков метров.

Ключевые слова: разностно-дальномерный метод, радиотехническая разведка, определение местоположения.

Abstract. The paper proposes a method for determination of mutual time delay of signals in the radar with continuous linear frequency modulated radiation in a differential ranging measuring system. The method is based on transmission of received signals, converting to digital form with small number of quantization levels, from reception points to a processing point. The peculiarity of the method is pre-filtering of the received signal in the frequency band of a width not exceeding 10 percent of the total width of the signal spectrum. This ensures its conversion from continuous form to pulse, and also reduces the bandwidth requirements of data channels at ten times and more. Another peculiarity of the method is the use of properties of linear frequency modulation signals in the evaluation of their mutual time shift. It is to replace the procedure for calculating their mutual correlation function with a significantly more productive combination of their multiplication procedure with the fast Fourier transform followed. It is shown that even if the signal-to-noise ratio is less than minus 10 decibels, the two quantization levels and the transmission of only a part of the frequency band (less than 3%), the mean square error of the radar carrier location is not more than a few tens of meters.

Keywords: different-distance method, electronic intelligence, determination of location.

Особое место среди авиационных систем видовой разведки на сегодняшний день занимают малогабаритные радиолокационные системы с синтезированием апертуры антенны (РСА) с непрерывным линейно частотно-модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом, размещаемые на беспилотных летательных аппаратах (БЛА) [1-4]. Использование радиолокационного датчика обеспечивает формирование детальных изображений поверхности независимо от состояния ее естественной освещенности, а непрерывный характер излучения – существенное уменьшение пиковой мощности и, как следствие, улучшение массогабаритных и стоимостных характеристик РСА до значений, обеспечивающих их размещение на малых БЛА. Так, РСА отечественного БЛА «Мерлин-21Б» (АО «НИИ СТТ»),

г. Смоленск) с массой около 4 кг и средней мощностью излучения 1 Вт обеспечивает съемку поверхности на дальности до 5 км с разрешением 0,3 м в Х-диапазоне, и 0,9 м – в L-диапазоне [4].

Активный характер функционирования РСА создает предпосылки к реализации возможности обнаружения и определения координат БЛА-носителя на основе приема и анализа параметров ее излучения. Решение этой задачи является особенно актуальным, если определение местоположения БЛА осуществляется в интересах информационного обеспечения средств РЭБ с авиационными средствами видовой радиолокационной разведки.

Среди вариантов построения системы местоопределения подобных источников радиоизлучения наиболее рациональным представляется вариант, основанный на применении разностно-дальномерного метода определения координат. Преимуществами разностно-дальномерных систем (РДС) являются возможность использования слабонаправленных приемных антенн и отсутствие необходимости пространственного поиска целей. С другой стороны, наличие нескольких разнесенных позиций требует передачи принятых сигналов с пунктов приема на пункт управления и обработки РДС в реальном масштабе времени, что в условиях, когда ширина спектра зондирующих сигналов современных РСА составляет от нескольких сотен мегагерц до единиц гигагерц, представляет собой весьма сложную техническую задачу.

Авторами [5] был предложен подход к ее решению, состоящий в сужении спектра принимаемых ЛЧМ-импульсов за счет их демодуляции автокорреляционным способом на каждом пункте приема, что обеспечивает возможность их последующей передачи на пункт управления по каналам с относительно низкой пропускной способностью. Однако в [5] задача рассматривалась применительно к определению координат систем видовой радиолокационной разведки, использующих в качестве зондирующих сигналов последовательности ЛЧМ-импульсов; в случае же РСА с непрерывным излучением подобный подход является неприменимым, так как не обеспечивает

оценку взаимного запаздывания демодулированных непрерывных сигналов корреляционным способом.

Цель статьи – разработка способа определения взаимного временного запаздывания сигналов РЛС с непрерывным излучением на пунктах приема разностно-дальномерной системы и обоснование требований к каналам передачи данных.

Сигнал РСА, принимаемый на n -й позиции РДС в течение отдельного периода модуляции T , описывается выражением

$$\dot{s}_n(t) = A_n \exp \left\{ j \left(2\pi f_0(t - \tau_{z_n}) + \frac{b}{2}(t - \tau_{z_n})^2 + \psi_n \right) \right\} + \dot{\eta}_n(t), \quad t \in [0; T] \quad (1)$$

где $n = \overline{1, N_{mn}}$; N_{mn} – количество пунктов приема; A_n , ψ_n и $\tau_{z_n} = R_n/c$ – амплитуда, начальная фаза и временная задержка сигнала на n -й позиции соответственно; $R_n = \sqrt{(x_c - x_n)^2 + (y_c - y_n)^2 + (z_c - z_n)^2}$ – расстояние между носителем РСА и n -м пунктом приема в начале текущего периода модуляции (рис. 1); f_0 , $b = 2\pi\Delta f_c/T$, Δf_c – начальная частота, скорость изменения частоты и ширина спектра зондирующего сигнала соответственно; $\dot{\eta}_n(t)$ – реализация шума приемного устройства n -го пункта приема РДС, представляющего собой центрированный комплексный гауссовский процесс с дисперсией $2\sigma_n^2$ (т.е. с дисперсиями действительной и мнимой составляющих, равными σ_n^2) и равномерной спектральной плотностью в полосе Δf_c .

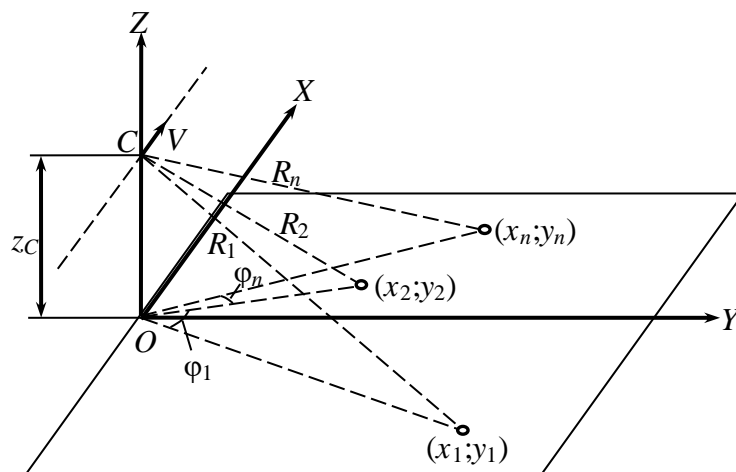


Рис. 1. Взаимное расположение носителя РСА и пунктов приема РДС

В настоящей работе предлагается вариант обработки принимаемых сигналов, состоящий в выделении части их спектра с шириной полосы $\Delta f_\phi < \Delta f_c$ с последующим переносом в видеочастотную область, преобразовании в цифровую форму и передачей по цифровому каналу на пункт обработки. При этом задача обнаружения и определения параметров излучения РСА на каждом пункте приема не решается, что существенно упрощает их конструкцию и обеспечивает возможность их реализации как малогабаритных полностью автономных устройств. Говоря иначе, передача данных на пункт управления осуществляется постоянно и непрерывно независимо от наличия или отсутствия сигнала на входе разнесенных приемных устройств РДС.

Результатом полосовой фильтрации является преобразование непрерывного ЛЧМ-сигнала в последовательность ЛЧМ-импульсов с длительностью τ_ϕ и периодом следования T (рис. 2).

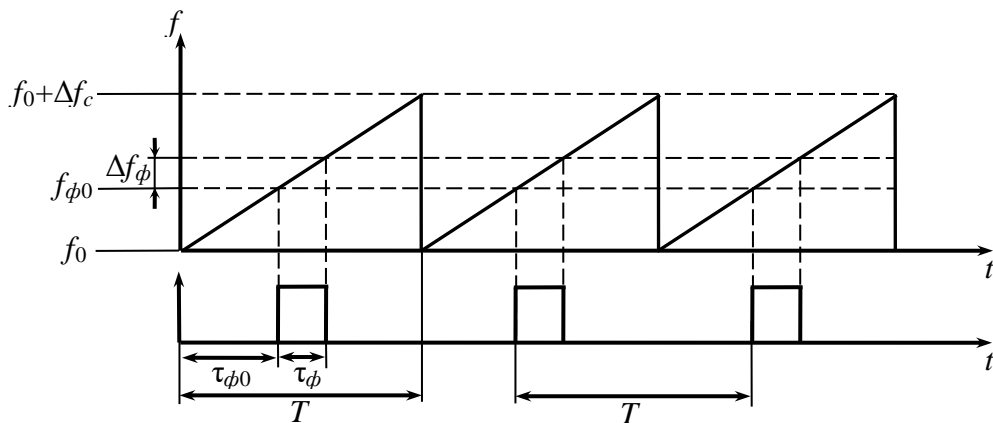


Рис. 2. Преобразование непрерывного ЛЧМ-сигнала в импульсный

На n -м пункте приема отфильтрованный и перенесенный в видеочастотную область сигнал РСА описывается выражением

$$\begin{aligned} \dot{s}_{\phi_n}(t) = \text{rect} \left[\frac{t - \tau_{\phi 0}}{\tau_\phi} \right] A_n \exp \left\{ j \left(\frac{b}{2} (t - \tau_{z_n} - \tau_{\phi 0})^2 + \psi_n - 2\pi f_0 (\tau_{z_n} + \tau_{\phi 0}) \right) \right\} + \\ + \dot{\eta}_{\phi_n}(t), \quad t \in [0; T] \end{aligned} \quad (2)$$

где $\text{rect} \left[\frac{x}{X} \right] = \begin{cases} 1, & 0 \leq x \leq X \\ 0, & x > X \end{cases}$; A_n , ψ_n и τ_{z_n} – амплитуда, начальная фаза и временная задержка соответственно; $\tau_{\phi 0} = 2\pi f_{\phi 0} / b$ – временное смещение

полученного в результате фильтрации ЛЧМ-импульса относительно начала периода зондирования РСА (рис. 2); $\dot{\eta}_{\phi_n}(t)$ – реализация шума приемного устройства на n -й позиции, представляющего собой центрированный гауссовский процесс с дисперсией $2\sigma_{\phi}^2 = 2\sigma_{\eta}^2 \Delta f_{\phi} / \Delta f_c$ и равномерной спектральной плотностью в полосе Δf_{ϕ} .

Далее в соответствии с принятым подходом сигналы (2) дискретизируются с частотой выборки $F = 2\Delta f_{\phi}$ и квантуются по уровню m -разрядным АЦП.

Полученные выборки комплексных отсчетов сигналов \dot{s}_{ϕ_n} длиной $N = 2\Delta f_{\phi} T$ передаются на пункт управления по цифровому каналу передачи данных.

На пункте управления по каждой из принятых выборок осуществляется оценка скорости изменения частоты зондирующего ЛЧМ-сигнала автокорреляционным способом

$$\hat{b}_i = \frac{2\pi}{\tau_3 T} \arg \max \left| \mathbf{F} \{ \dot{s}_{\phi_i} \times \mathbf{s}_{\phi_{i-i_3}}^* \} \right|, \quad (3)$$

где $i_3 = \text{int}[2\Delta f_{\phi} \tau_3]$; $\text{int}[x]$ – целая часть x ; $1/\Delta f_{\phi} \leq \tau_3 \leq (0,1...0,2)\tau_{\phi}$ – фиксированный временной сдвиг; $\mathbf{F}\{\}$ – оператор дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

На пункте управления принятые выборки попарно перемножаются

$$\dot{s}_{\phi_{ij}} = \dot{s}_{\phi_i} \times \mathbf{s}_{\phi_j}^*, \quad i \neq j \quad (4)$$

где $i, j = \overline{1, N_{nn}}$.

Результатами перемножения являются векторы отсчетов демодулированных ЛЧМ-импульсов

$$\begin{aligned} \dot{s}_{\phi_{ij}} &= \left(A_i \exp \left\{ j \left(\frac{b}{2} (t_k - \tau_{3_i} - \tau_{\phi})^2 + \psi_i - 2\pi f_0 (\tau_{3_i} + \tau_{\phi}) \right) \right\} + \dot{\eta}_{\phi_i}(t_k) \right) \times \\ &\times \left(A_j \exp \left\{ -j \left(\frac{b}{2} (t_k - \tau_{3_j} - \tau_{\phi})^2 + \psi_j - 2\pi f_0 (\tau_{3_j} + \tau_{\phi}) \right) \right\} + \dot{\eta}_{\phi_j}(t_k) \right) = \\ &= A_i A_j \exp \left\{ j \left(\frac{b}{2} (t_k - \tau_{3_i} - \tau_{\phi})^2 - \frac{b}{2} (t_k - \tau_{3_j} - \tau_{\phi})^2 + \psi_i - \psi_j + 2\pi f_0 (\tau_{3_j} - \tau_{3_i}) \right) \right\} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \dot{\eta}_{\phi_i}(t_k) A_j \exp\left\{-j\left(\frac{b}{2}(t_k - \tau_{3j} - \tau_{\phi})^2 + \psi_j - 2\pi f_0(\tau_{3j} + \tau_{\phi})\right)\right\} + \\
 & + \dot{\eta}_{\phi_j}(t_k) A_i \exp\left\{j\left(\frac{b}{2}(t_k - \tau_{3i} - \tau_{\phi})^2 + \psi_i - 2\pi f_0(\tau_{3i} + \tau_{\phi})\right)\right\} + \dot{\eta}_{\phi_i}(t_k) \dot{\eta}_{\phi_j}(t_k) = \\
 & = A_i A_j \exp\{j(2\pi f_{ij} t_k + \psi_{ij})\} + \dot{\eta}_{kij}, \tag{5}
 \end{aligned}$$

где $t_k = k\Delta t$; $\Delta t = 1/F$; $\psi_{ij} = \frac{b}{2}(\tau_{3i}^2 - \tau_{3j}^2) + \psi_i - \psi_j + (2\pi f_0 - b\tau_{\phi})\Delta\tau_{ij}$ – случайная начальная фаза i, j -го демодулированного импульса; $f_{ij} = b\Delta\tau_{ij}/2\pi$; $\Delta\tau_{ij} = \tau_{3j} - \tau_{3i}$; $\dot{\eta}_{kij}$ – отсчеты шумовой составляющей, представляющей собой результат суммирования трех некоррелированных случайных гауссовских процессов, описываемых вторым, третьим и четвертым слагаемыми в (5).

Из (5) следует, что частота демодулированного ЛЧМ-импульса f_{ij} линейно связана с взаимным временным запаздыванием сигналов $\Delta\tau_{ij}$, принятых i -й и j -й приемными позициями. Наиболее просто оценку ее значения можно осуществить, вычисляя ДПФ от демодулированного сигнала с последующим определением смещения максимума огибающей его спектра на частотной оси

$$\hat{f}_{ij} = \frac{1}{T} \arg \max \left(\frac{1}{N_T} \sum_{m=1}^{N_T} |\mathbf{F}\{\dot{s}_{\phi_{ij}}\}| \right), \tag{6}$$

где N_T – количество периодов зондирования РСА, в течение которых осуществляется формирование оценки.

Тогда оценка взаимного временного запаздывания может быть сформирована как

$$\Delta\hat{\tau}_{ij} = 2\pi\hat{f}_{ij}/\hat{b}, \quad i \neq j \tag{7}$$

где $\hat{b} = \sum_{i=1}^{N_{nn}} \hat{b}_i$ – усредненная оценка скорости изменения частоты зондирующего сигнала РСА.

Так как разрешение по частоте составляет $\delta f = 1/\tau_{\phi}$, то значение N_T необходимо выбирать с учетом того, чтобы за время накопления $N_T T$

изменение взаимного временного запаздывания $\Delta\tau_{ij}$ не превысило величины $2\pi\delta f/\hat{b}$.

Дальнейшая оценка пространственного положения носителя РСА по измеренным временным задержкам может осуществляться с использованием традиционных подходов, реализуемых в РДС [6].

Рассмотрим потенциальные возможности описанного способа на примере РСА БЛА «Мерлин-21Б» [4], зондирующий сигнал комплекта L-диапазона которой характеризуется шириной спектра $\Delta f_c = 180$ МГц и периодом модуляции $T = 1687,5$ мкс. Принималось, что полоса пропускания фильтра составляет $\Delta f_\phi = 5$ и 20 МГц, а количество периодов N_T модуляции сигнала равно десяти, т.е. время усреднения $N_T T = 16,875$ мс. Результаты имитационного моделирования процесса обработки сигналов описанным способом, характеризуемые зависимостью среднеквадратического отклонения оценки времени запаздывания σ_τ от отношения сигнал/помеха на входе приемного устройства отдельной позиции РДС, представлены на рис. 3. Зависимости получены для двух значений разрядности АЦП: $m=1$ и $m=8$.

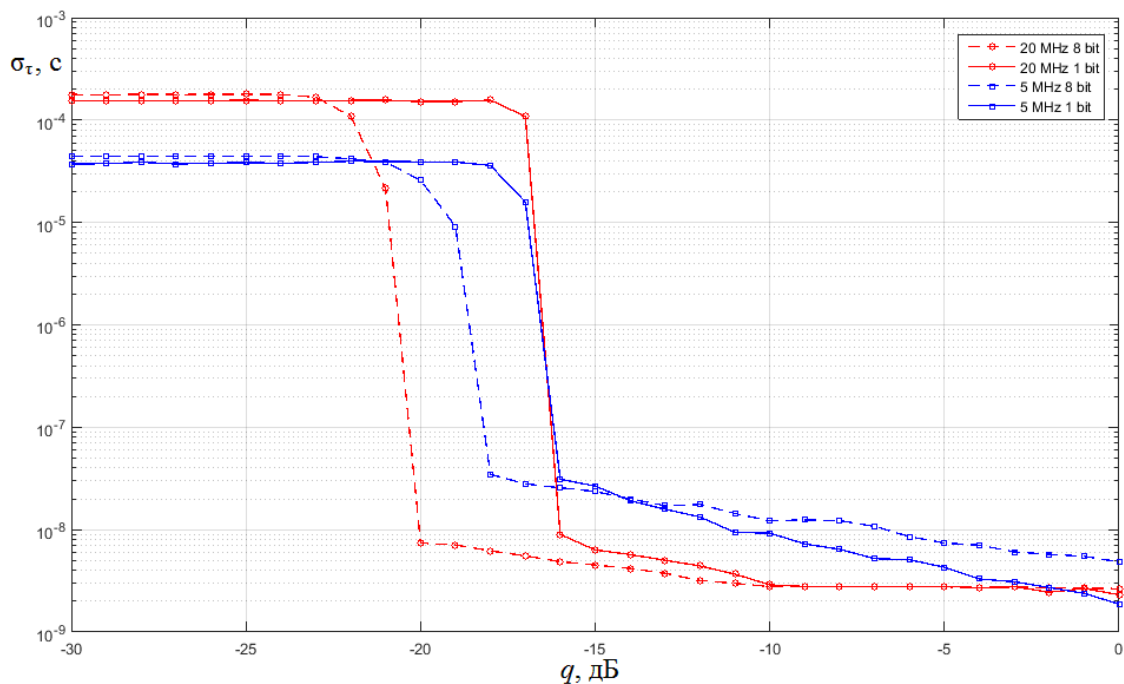


Рис. 3. Зависимости среднеквадратического отклонения оценки времени запаздывания от отношения сигнал/помеха на входе приемного устройства отдельной позиции РДС

Из сравнения зависимостей следует, что при отношении сигнал/помеха $q > -15$ дБ разрядность АЦП практически не оказывает влияния на точность формируемой оценки временного запаздывания. Это обусловлено эффектом сверхдискретизации [7], состоящем в увеличении эквивалентной разрядности АЦП при выполнении ДПФ над выборкой зашумленного сигнала, содержащей достаточно большое количество отсчетов. При этом обязательным условием наступления эффекта является наличие в сигнале аддитивной шумовой составляющей со среднеквадратическим отклонением, превышающем значение единицы младшего разряда АЦП [7].

Из зависимостей на рис. 3 следует, что при $m=1$ значение точности $\sigma_\tau = 10$ нс достигается при условии, что отношение сигнал/помеха составляет не менее минус 10 дБ (т.е. уже тогда, когда сигнал еще находится «под шумами» приемников РДС). Благодаря этому можно сделать вывод о том, что в рассматриваемом примере для передачи данных с пунктов приема на пункт управления представляется достаточным использование канала с пропускной способностью $4m\Delta f_\phi = 20$ Мбит/с (при $\Delta f_\phi = 5$ МГц).

Приближенная оценка точности местоопределения носителя РСА (без учета высоты его полета) для трехпозиционной РДС может быть получена с использованием известного соотношения [8]

$$\sigma_r = \frac{c\sigma_\tau}{2 \sin \frac{\varphi_1 + \varphi_n}{2}} \sqrt{\frac{1}{\sin \frac{\varphi_1}{2}} + \frac{1}{\sin \frac{\varphi_n}{2}}}. \quad (8)$$

Вид рабочих зон трехпозиционной РДС (рис. 4) при $B=250$ м и $\sigma_\tau = 10$ нс показан на рис. 5. При этом расчет осуществлялся для случая размещения приемных позиций РДС на одной прямой (рис. 4), при этом удаление левой и правой позиций от центральной принималось одинаковым и равным $B/2$.

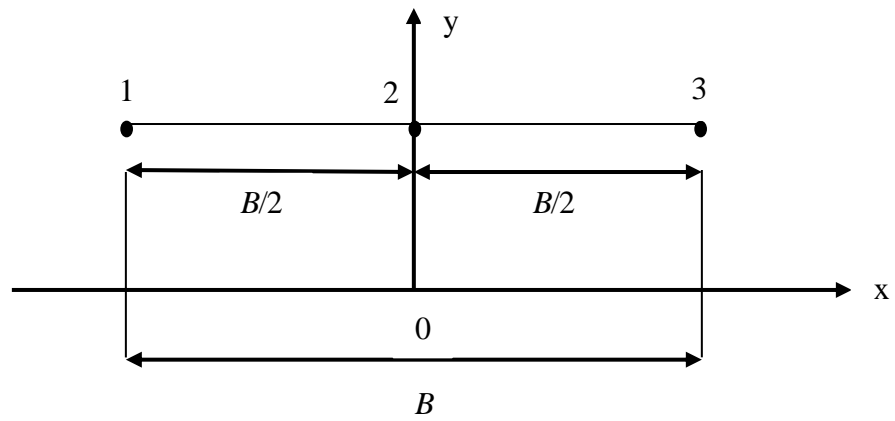


Рис. 4. Вариант размещения трехпозиционной РДС

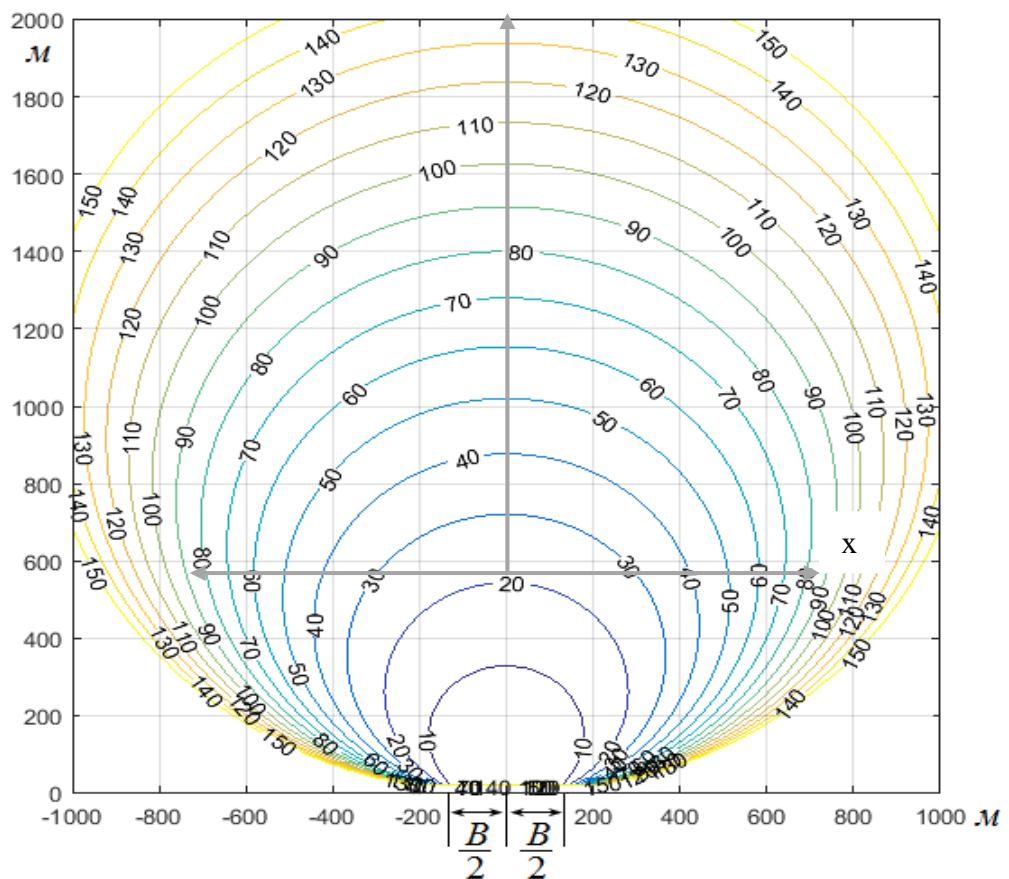


Рис. 5. Рабочая зона трехпозиционной РДС при $B=250$ м и $\sigma_{\tau} = 10$ нс

Таким образом, использование предложенного способа определения взаимной временной задержки сигналов на пунктах приема РДС обеспечивает достаточно высокую (до нескольких десятков метров) точность местоопределения БЛА по излучению его бортовой РСА. Дальнейшее улучшение точности возможно за счет расширения полосы пропускания

фильтра системы обработки, однако платой за это является пропорциональное возрастание требований к пропускной способности каналов передачи данных.

Литература

1. Zaugg E.C., Edwards M.C., Margulis A. The SlimSAR: A Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. *9th IEEE International Radar Conference*, 2010, P. 277-282.

2. Duersch M.I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR. A thesis submitted to the faculty of Brigham Young University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science, 2004.

3. Zaugg E.C. Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR. *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, 2008, Vol. 46, No. 10, pp. 2990-2998.

4. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. *Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред»*. СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского, 2015, Вып. 11, С. 235-240.

5. Веселков А.А., Лихачев В.П., Семенов В.В. Разностно-дальномерный способ определения местоположения радиолокационных станций с линейно-частотно модулированными сигналами, пространственно-разнесенными автокорреляционными приемниками. *Вестник военно-воздушной академии*, 2017, № 3(30), С. 192-198.

6. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001, 456 с.

7. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Методика обоснования требований к аналогово-цифровому преобразованию в РЛС с синтезированной апертурой непрерывного излучения. *Цифровая обработка сигналов*, 2017, № 2, С. 49-52.

8. Сайбель А.Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения: учебное пособие. М.: Государственное издательство оборонной промышленности, 1958, 54 с.

Для цитирования:

И. В. Купряшкин, А. В. Евлаков. Способ определения взаимного временного запаздывания сигналов РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением на пунктах приема разностно-дальномерной системы. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/15/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.3.15